

PENGENDALI *SLIDING MODE CONTROL* (SMC) MOTOR INDUKSI 3 PHASA DENGAN METODE *DIRECT TORQUE CONTROL* (DTC) MENGGUNAKAN ALGORITMA GENETIKA

Oleh:

Oktavianus Kati, M.T.

Email: okecanakota@gmail.com

Dosen Jurusan Teknik Elektro Universitas Cenderawasih

Abstract-In this research the Genetic Algorithm has been implemented to find the optimum parameters of a Sliding Mode Controller (SMC) built for a three phase induction motor with a Direct Torque Control (DTC). A $d-q$ model of a 7.5 kW, 10 HP, 415 Volt, 1450 RPM motor driven by an inverter and a Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) control has been used as the control system's plant. A DTC estimator is the subsystem for computing the estimation of the torque error, the flux angle and the $d-q$ axis flux angle. The SMC subsystem calculates the reference torque from the angular speed error. From the experiment using the $d-q$ model of the motor without any control, it has been shown that an additional torque as much as 20 Nm reduces the motor speed up to 26.06%, while a 10 Nm torque reduction increases the motor speed up to 11.74%. The DTC eliminates the speed variations due to the torque disturbance, with the maximum overshoot of 6 to 12 %, and the settling time of 0,8 to 1,6 seconds. Using the SMC with parameters optimized by the Genetic Algorithm, the maximum overshoot is reduced up to only 1.9 to 2.9 %, and the settling time is reduced up to only 0,08 to 0,09 seconds. For a variable speed operation, the control system has made it possible to limit the error up to only 0,03 % for the nominal speed operation at 1450 RPM, but the error increases almost proportionally as the speed decreases when the motor is operated at the lower than nominal speed operation, i.e. 0,08 % at 725 RPM and 0,27 % at 362,5 RPM.

Key-words : SMC, DTC, Genetic Algorithm.

A. Pendahuluan

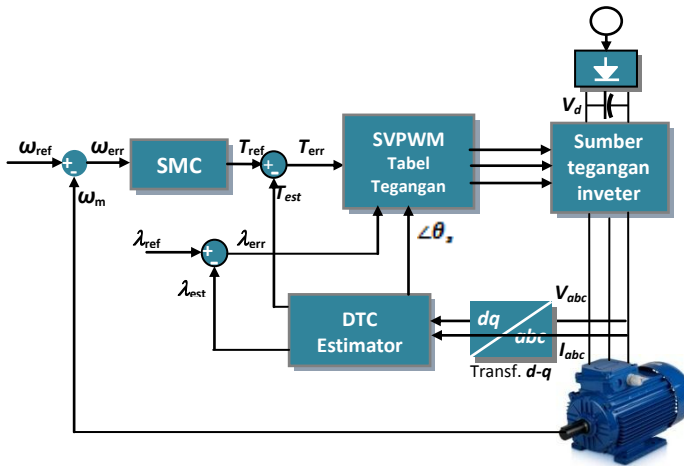
Motor induksi 3 phasa saat ini banyak digunakan pada industri dengan berbagai aplikasi. Hal ini disebabkan karena motor induksi 3 phase memiliki keunggulan diantaranya handal, tidak ada kontak antara stator dan rotor kecuali bearing, tenaga yang besar, daya listrik rendah dan hampir tidak ada perawatan[15]. Motor induksi 3 phasa memiliki kelemahan pada pengontrolan kecepatan karena kecepatannya bergantung pada frekuensi input sedangkan sumber yang ada memiliki frekuensi yang konstan, untuk mengubah frekuensi input lebih sulit

dari pada mengatur tegangan input, dengan ditemukannya teknologi inverter maka hal tersebut menjadi mungkin dilakukan. Motor induksi umumnya dioperasikan untuk kecepatan tetap. Berdasarkan survey bahwa bila motor dioperasikan dengan kecepatan variabel, maka motor akan mengkonsumsi daya listrik yang kecil. Karena itu motor ini banyak dipakai dengan kecepatan variabel. Untuk mengatur kecepatan motor induksi pada kecepatan tetap dan kecepatan variabel diperlukan konverter daya. Apabila motor induksi mendapat tegangan melalui konverter daya, maka bentuk gelombang tegangan tidak lagi sinusoidal. Dalam kondisi ini pemodelan motor tidak lagi menggunakan model trafo. Pemodelan dilakukan dengan menggunakan pemodelan dalam koordinat $d-q$ untuk melakukan analisa. Model $d-q$ lebih fleksibel dari model trafo, bentuk tegangan sumber tidak harus sinusoidal dan parameter bisa diubah [1].

Selain itu model $d-q$ dapat menganalisa motor induksi dalam kondisi : *transient*, *steady state* dan perubahan karena beban. Dalam penelitian ini, pengontrolan putaran motor induksi dilakukan dengan cara membandingkan putaran estimasi dengan putaran referensi. Sinyal tegangan dan arus stator motor induksi yang telah ditransformasi melalui DTC estimasi menghasilkan putaran estimasi, fluks, torka estimasi dan sudut pergesaran. Error antara putaran acuan dengan putaran estimasi sebagai masukan *Sliding mode control* (SMC) dimana parameter dari SMC (h dan β) kita optimasi menggunakan algoritma genetika. Output dari SMC berupa torka referensi dibandingkan dengan torka estimasi. Hasil perbandingan tersebut berupa sinyal error yang berfungsi sebagai masukan ke switching sinyal inverter untuk

menyuplai tegangan ke motor induksi tiga fasa (Gambar 1).

Tujuan penelitian ini adalah menerapkan pengendali SMC sebagai kontrol putaran motor induksi untuk berbagai kondisi yaitu kondisi *start*, *steady state* dan perubahan *setting point* perubahan beban motor.



Gambar 1. Blok Diagram sistem pengaturan putaran motor induksi

B. Model d-q Motor Induksi Tiga Fasa

Secara konvensional untuk menganalisis motor induksi tiga fasa dikembangkan berdasarkan model trafo, dengan mengasumsikan tegangan sumber adalah sinusoidal dan kondisi steady state. Dalam operasi real ditemui permasalahan tegangan sumber yang tidak sinusoidal dan terjadi perubahan beban. Oleh karena itu dibutuhkan model lain yang lebih fleksibel untuk menganalisis motor induksi yaitu model motor induksi dalam koordinat d-q-n. persamaan tegangan motor induksi dengan tegangan simetri dalam koordinat d-q-n dinyatakan sbb [7] :

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \quad (1)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \quad (2)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega_g - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} \quad (3)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} - (\omega_g - \omega_r) \lambda_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} \quad (4)$$

Fluksi yang tercakup dalam kumparan adalah :

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_M (i_{qs} - i_{qr}) \quad (5)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_M (i_{ds} + i_{dr}) \quad (6)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_M (i_{qs} + i_{qr}) \quad (7)$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_M (i_{ds} + i_{dr}) \quad (8)$$

Torka elektromagnetik motor induksi dapat ditentukan dengan:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (9)$$

Dan persamaan dinamis dari motor induksi dinyatakan oleh :

$$T_e - B_m \omega_r - T_L = \frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (10)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r(t) = \omega_r(t) \quad (11)$$

Di mana :

T_L : torka beban

T_e : torka elektromagnetik

J : momen inersia (kg.m^2)

P : jumlah kutub

ω_r : kecepatan angular rotor (rad/detik)

B_m : koefisien gesekan (N.m.det/rad)

θ_r : posisi sudut (rad)

Persamaan (1 s/d 11) dapat dinyatakan dalam bentuk matriks menjadi :

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \omega L_s & pL_M & \omega L_M \\ -\omega L_s & R_s + pL_s & -\omega L_M & pL_M \\ pL_M & (\omega_g - \omega_r)L_M & R_r + pL_r & (\omega_g - \omega_r)L_r \\ -(\omega_g - \omega_r)L_M & pL_M & (\omega_g - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

Dengan $L_s = L_{ls} + L_M$ dan $L_r = L_{lr} + L_M$

Dimana L_s dan L_r adalah induktansi sendiri untuk stator dan rotor dan L_m adalah induktansi bersama antara stator dan rotor sedangkan $p = \frac{d}{dt}$.

Untuk lebih memudahkan dalam menghitung tegangan dan arus dalam bentuk d-q dan sebaliknya kita dapat menggunakan transformasi matriks kombinasi *Clarke-Park* [7] yakni:

$$K_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$K^{-1}_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_0 \end{bmatrix} = K_{dq0} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \text{ dan } \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_0 \end{bmatrix} = K_{dq0} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (14)$$

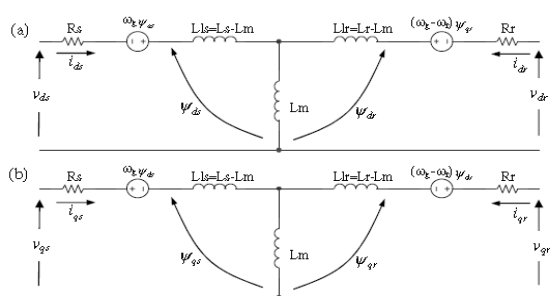
Di mana :

$$V_{as} = \sqrt{2}V\sin\omega t$$

$$V_{bs} = \sqrt{2}V\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{cs} = \sqrt{2}V\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Diagram dari model d-q motor induksi tiga fasa dapat dilihat pada gambar 2 dibawah ini.



Gambar 2. Rangkaian ekivalen *d-q* dinamik motor induksi (a) rangkaian d-axis, (b) rangkaian q-axis

Sumber : Toh Chuen Ling, *Implementation of DTC of Induction Machines*, UTM, 2005

C. Persamaan Ruang Keadaan Motor Induksi

Dari model matematika diatas, persamaan-persamaan tersebut dapat disederhanakan untuk memperoleh persamaan keadaan (*state space*) yang kemudian digambarkan dalam bentuk vector matriks persamaan keadaan. Karena jenis motor yang kita gunakan adalah tipe *squirrel-cage* maka bentuk persamaan matiks motornya menjadi:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{qs} \\ \dot{V}_{ds} \\ \dot{0} \\ \dot{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \omega L_s & pL_m & \omega L_m \\ -\omega L_s & R_s + pL_s & -\omega L_m & pL_m \\ pL_m & 0 & R_r + pL_r & 0 \\ 0 & pL_m & 0 & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

Dari persamaan (1) s/d (11) kita dapatkan Model *state-space* motor induksi dalam *standart form* dengan putaran sinkron dalam koordinat dq adalah sbb:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du$$

(15)

Nilai matriks masing-masing input output dari *State-space* motor induksi sebagai berikut:

$$\dot{x} = [i_{ds} \ i_{dr} \ i_{qs} \ i_{qr} \ \omega_m]^T;$$

$$x = [i_{ds} \ i_{dr} \ i_{qs} \ i_{qr} \ \omega_m]^T$$

$$y = [i_{ds} \ i_{dr} \ i_{qs} \ i_{qr} \ \omega_m \ T_e]^T$$

$$u = [v_{ds} \ 0 \ v_{qs} \ 0 \ T_m]^T \text{ dan } D = [0]$$

$$A = \begin{bmatrix} \omega_s + \frac{P}{2}\omega_m K_1 & \frac{P}{2}\omega_m K_1 \frac{L_m}{L_{ss}} & \frac{R_1}{L_{ss}} K_1 & -\frac{R_1}{L_m} K_2 & 0 \\ \frac{R_1}{L_{ss}} K_1 & -\frac{R_1}{L_m} K_2 & -\omega_s - \frac{P}{2}\omega_m K_1 & -\frac{P}{2}\omega_m K_1 \frac{L_m}{L_{ss}} & 0 \\ -\frac{P}{2}\omega_m K_1 \frac{L_m}{L_{rr}} & \omega_s - \frac{P}{2}\omega_m K_1 & -\frac{R_1}{L_m} K_2 & \frac{R_1}{L_{rr}} K_1 & 0 \\ -\frac{R_1}{L_m} K_2 & \frac{R_1}{L_{rr}} K_1 & \frac{P}{2}\omega_m K_1 \frac{L_m}{L_{rr}} & -\omega_s + \frac{P}{2}\omega_m K_1 & 0 \\ -\frac{\alpha L_m i_{qr}}{J} & 0 & \frac{\alpha L_m i_{dr}}{J} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{K_1}{L_{ss}} & 0 & -\frac{K_2}{L_m} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_1}{L_{ss}} & 0 & -\frac{K_2}{L_m} & 0 \\ -\frac{K_2}{L_m} & 0 & \frac{K_1}{L_{rr}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_2}{L_m} & 0 & \frac{K_1}{L_{rr}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\alpha L_m i_{qr} & 0 & \alpha L_m i_{dr} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Dimana :

$$\alpha = \frac{3}{4}P; K_1 = \frac{L_{ss} \cdot L_{rr}}{L_{ss} \cdot L_{rr} - L_m^2}; K_2 = \frac{L_m^2}{L_{ss} \cdot L_{rr} - L_m^2}$$

Untuk simulasi, persamaan diatas kemudian direpresentasikan dalam *state-variable* untuk arus sebagai berikut:

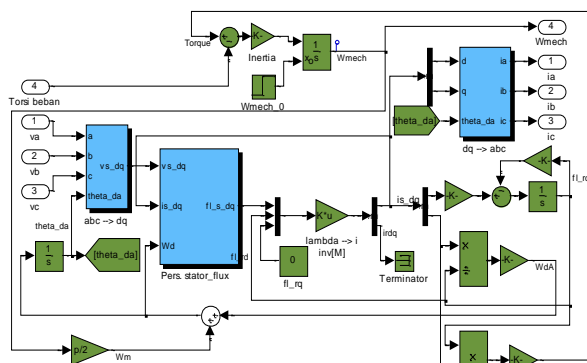
$$p[i] = -[L]^{-1}([R] + \omega_r[G])[i] + [L]^{-1}[V] \quad (16)$$

Dimana:

$$[V] = [V_{qs} \ V_{ds} \ 0 \ 0]^T$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$[G] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & L_m \\ -L_s & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [I] = [i_{qs} \ i_{ds} \ i_{qr} \ i_{dr}]^T$$



Gambar 5. Model Simulasi *state-space* Motor Induksi 3 phase

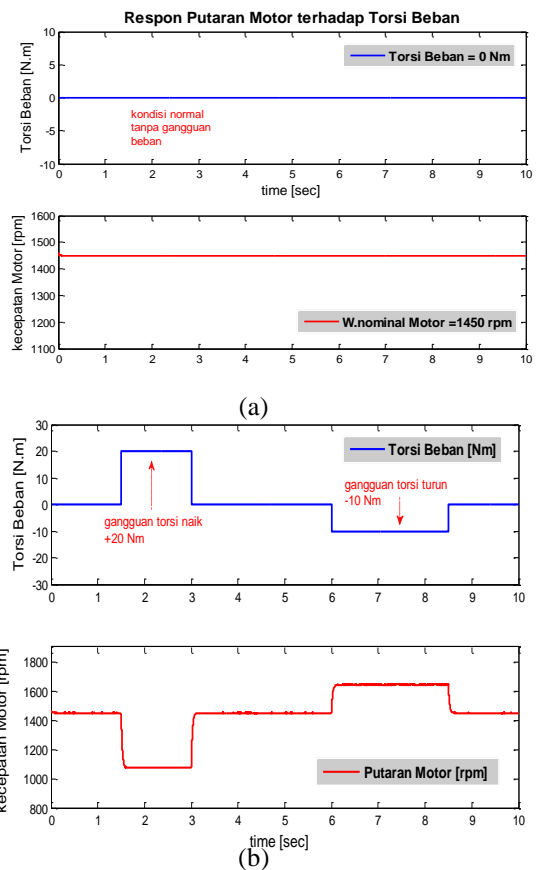
Tabel 1. Parameter-parameter Motor induksi Tipe/Merek : 2HS1 133-0403/Hindustan EM. (India)

Daya	7,5	kW
	10	HP
Putaran motor, n_m	1450	rpm
Efisiensi, η	87	%
Tegangan nominal, V	415	Volt
Fasa (F)	3	phasa
Tahanan Stator, R_s	1,77	Ohm
Tahanan Rotor, R_r	1,34	Ohm
Induktansi Stator, L_s	$13.93.10^{-3}$	Henry
Induktansi Rotor, L_r	$12.12.10^{-3}$	Henry
Induktansi Gandeng, L_m	369.10^{-3}	Henry
Momen Inersia Motor, J	0.025	Kg.m ²
Jumlah kutub, P	4	buah
Frekuensi, f	50	Hertz
Slip, S	3	%
Koefisien gesek, B	0.01	N.sec/rad
Arus beban Penuh, I	5	Ampere
Pf	0,84	
Tegangan bus, V_{dc}	700	Volt

Sumber : referensi [14]

Model simulasi motor induksi seperti pada gambar (5) diatas terlebih dahulu di verifikasi untuk melihat respon motor yang dihasilkan apakah sesuai dengan karakteristik motor yang sebenarnya dengan memberikan input suplai tegangan 3 fasa simetris (460 volt, 50 Hz), serta perubahan

Torsi beban hasil respon motor dapat dilihat pada Gambar (6): Simulasi motor induksi dilakukan pada kondisi *steady state* (kecepatan motor sudah dalam keadaan tunak sudah tidak dipengaruhi oleh fungsi waktu).



Gambar 6. Respon Putaran Motor terhadap Torsi Beban dalam kondisi *Steady state*, a) Keadaan normal ($T_L=0$), b) Gangguan perubahan Torsi beban

Tabel 2. Respon Motor terhadap Torsi beban

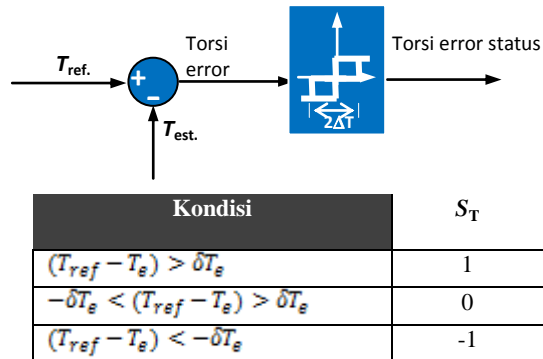
durasi (detik)	T_L (Nm)	W_Motor		Kondisi
0	0	1450 rpm	0%	Normal
1,5 – 3,0	+20	1072 rpm	Turun 26,06%	Gangguan
6,0 - 8,5	-10	1643 rpm	Naik 11,74%	Gangguan

Dari tabel diatas terlihat bahwa model motor induksi sama dengan putaran nominal dari parameter motor yang ada pada tabel 1, yaitu 1450 rpm, selain itu respon putaran motor jika motor diberi beban torsi naik dan turun juga sesuai dengan perilaku motor sebenarnya, yakni jika motor diberi beban naik maka putarannya akan turun sebaliknya

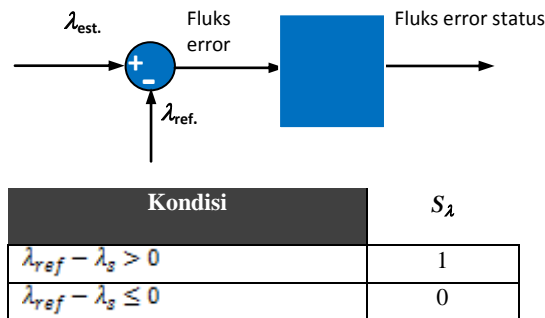
jika diberi beban torsi turun maka putaran motor akan naik.

$$\Delta T_e = T_{ref} - T_{est.} \quad (17)$$

$$\Delta \lambda_e = \lambda_{ref} - \lambda_{est.} \quad (18)$$



Gambar 7a. Skema Logika Pengontrolan Torsi



Gambar 7b. Skema Logika Pengontrolan Fluks

Dari hasil perbandingan ini akan ditentukan vector tegangan yang sesuai untuk mengontrol perubahan fluks dan torsi. Jika S_λ bernilai 1 berarti fluks harus diperbesar, sementara jika bernilai 0 fluks harus diperkecil. Sedangkan untuk Torsi Ketika torsi error $(T_{ref} - T_e)$ melebihi δT_e maka waktunya untuk menambah torsi, dilambangkan dengan sinyal +1, jika torsi error berada antara positif dan negative δT_e , maka phasor tegangan harus vektor tegangan nol. Untuk torsi error dibawah δT_e maka waktunya untuk melakukan pengereman, dilambangkan dengan sinyal -1. Dimana δT_e adalah batas torsi yang diterima diatas torsi referensi, Dengan menggabungkan output fluks error S_λ , output torsi error S_T dan keenam ruang

posisi fluks stator S_θ maka table switching dapat dibuat untuk memperoleh switching inverter yang tepat pada suatu kondisi tertentu (tabel 3)

D. Estimator Fluks dan Torsi

Pada pengaturan kecepatan putaran motor induksi metode DTC, *estimator* berfungsi sebagai pengganti sensor kecepatan dan posisi rotor. Nilai fluks dan torsi berdasarkan persamaan tegangan stator estimasi dan tidak memerlukan sinyal kecepatan atau posisi jika berada pada sumbu *stationer* [17]. Persamaan tegangan dan arus stator berada pada sumbu dq berdasarkan transformasi *Park*. Pada metode DTC konvensional persamaan fluks stator estimasi dalam fungsi tegangan dan arus stator adalah sebagai berikut :

$$I_{qs} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa}$$

$$I_{ds} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \quad (19)$$

$$V_{qs} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(V_a - \frac{1}{2} (V_b + V_c) \right)$$

$$V_{ds} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (V_b - V_c) \quad (20)$$

Persamaan fluks stator estimasi adalah sebagai berikut:

$$\lambda_{qs} = \int (V_{qs} - i_{qs} R_s) dt$$

$$\lambda_{ds} = \int (V_{ds} - i_{ds} R_s) dt \quad (21)$$

atau

$$\frac{d\lambda_s}{dt} = V_s - i_s R_s \quad (22)$$

Jika R_s nilainya sangat kecil, maka $R_s \cdot i_s \approx 0$, sehingga :

$$\frac{d\lambda_s}{dt} = V_s \quad (23)$$

$$\Delta \lambda_s = V_s \Delta t \quad (24)$$

Dimana Δt adalah periode sampling. Dengan nilai magnitude dan sudut fluks stator adalah :

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \quad (25)$$

$$\theta = \angle \lambda_s = \tan^{-1} \frac{\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}} \quad (26)$$

Nilai torsi estimasi didapatkan dari persamaan (1-9) diatas, yaitu :

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds})$$

Frekuensi listrik dihitung dengan mendiffrensialkan sudut vector fluks rotor yaitu :

$$\theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}} \right)$$

(11)

Persamaan turunan dari (10) adalah :

$$\dot{\theta}_r = \omega_e = \frac{\lambda_{ds} \lambda_{qs} - \lambda_{qs} \lambda_{ds}}{\lambda_s^2}$$

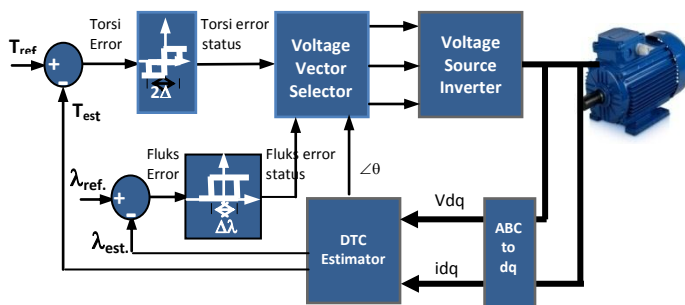
(12)

Dan persamaan kecepatan rotornya adalah :

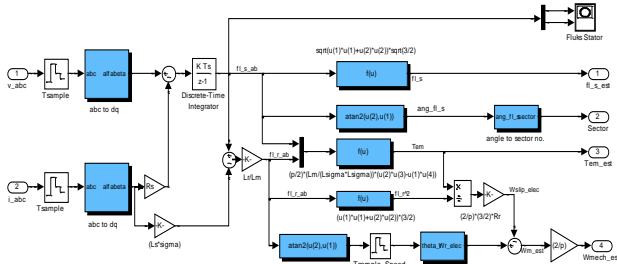
$$\omega_r = P \left(\omega_e - R_r \frac{T_e}{\lambda_r^2} \right)$$

(13)

)



Gambar 8a. Diagram Metode DTC pada Motor Induksi



Gambar 8b. Diagram Simulink DTC pada Motor Induksi

E. Space Vektor PWM

Space vector modulation (SVM) adalah teknik modulasi yang dikembangkan melalui *space vector* (vector ruang) yang akan menjadi tegangan acuan dengan periode *sampling* tertentu ke *inverter*, dengan

menggunakan dua tegangan acuan yaitu V_d dan V_q dan sudut. Teknik SVPWM dapat digunakan untuk membangkitkan pola *switching inverter* 3 fasa jenis sumber tegangan (VSI). Bila tegangan acuan 3 fasa diberikan dalam bentuk V_a , V_b dan V_c maka diperlukan transformasi dari 3 fasa ke 2 fasa. *Space vector* dengan persamaan 3 fasa dapat dinyatakan $V_a(t)$, $V_b(t)$ dan $V_c(t)$ yang masing-masing mempunyai pergeseran fasa sebesar 120 derajat. Persamaan dalam vektor dapat dinyatakan sebagai berikut[3] :

$$\bar{V}(t) = \frac{2}{3} (V_a(t) + V_b(t)a + V_c(t)a^2)$$

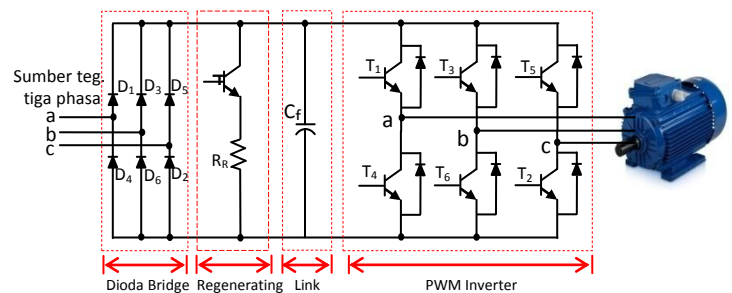
(1)

Dimana :

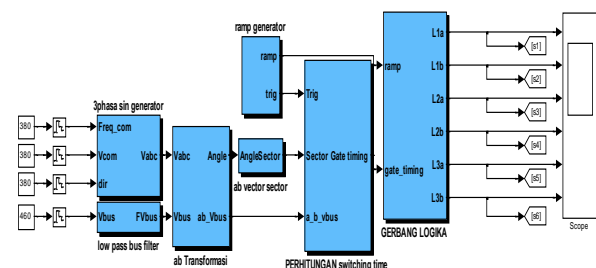
$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = 0,5 + j0,8667$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -0,5 - j0,8667$$

Persamaan ini juga berlaku untuk arus dan fluks.



Gambar 9a. Rangkaian Daya penggerak Motor Induksi tiga fasa



Gambar 9b. Rangkaian SVPWM dan Kombinasi *Switching vector* tegangan

Pada inverter tiga fasa (gambar 9b) dapat dibuat beberapa kombinasi switching yang akan menghasilkan vector tegangan yang berbeda. Jika T_1 on dan T_4 off (dilambangkan dengan $S_a=1$) maka pada V_a timbul tegangan sebesar V_{dc} . Demikian juga halnya pada S_b dan S_c . Ada 8 jenis switching yang berbeda yang dapat dibuat dari kombinasi S_a , S_b dan S_c seperti kita lihat pada tabel 3. ($V_1(100)$; $S_a=1$, $S_b=0$, $S_c=0$) dst.

Vektor tegangan yang terjadi untuk tegangan *line to line* berlaku :

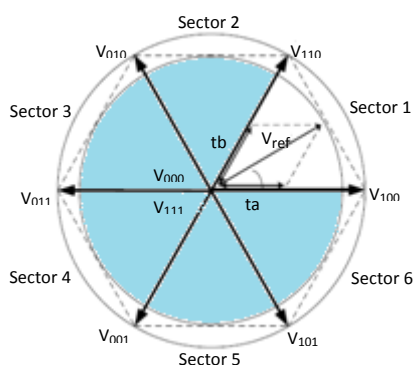
$$\begin{cases} v_{ab} = v_a - v_b \\ v_{bc} = v_b - v_c \\ v_{ca} = v_c - v_a \end{cases} \quad (2)$$

Sehingga output tegangan inverter dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan matriks berikut:

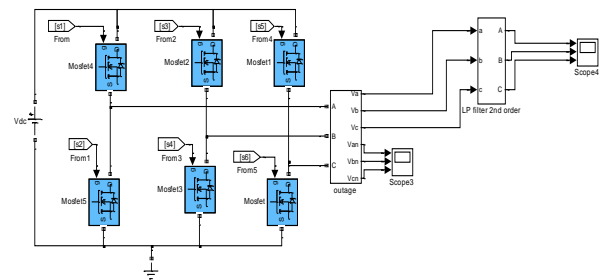
$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3)$$

Tabel 3. Kondisi *switching inverter*

Sector	On Device	Va	Vb	Vc	Space Voltage Vector
0	T2,T4,T6	0	0	0	$V_0(000)$
1	T1,T4,T6	$2/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$V_1(100)$
2	T1,T3,T6	$1/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$-2/3 V_{dc}$	$V_2(110)$
3	T3,T2,T6	$-1/3 V_{dc}$	$2/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$V_3(010)$
4	T2,T3,T5	$-2/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$V_4(011)$
5	T2,T4,T5	$-1/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$2/3 V_{dc}$	$V_5(001)$
6	T1,T4,T5	$1/3 V_{dc}$	$-2/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$V_6(101)$
7	T1,T3,T5	0	0	0	$V_7(111)$



Gambar 10. *Space vector voltage*



Gambar 11. Model Simulink Inverter 3 fasa

1. *Sliding Mode Control (SMC)*

Untuk meningkatkan performa putaran motor induksi 3 fasa pada kondisi ada gangguan, maka kontrol putaran menggunakan *Sliding mode control (SMC)*. Jenis control SMC sangat kokoh (*robust*) pada saat terjadi gangguan dengan variasi parameter dan torka beban berubah. Pada gambar 1 ditunjukkan blok diagram sistem yang dimaksud. Persamaan umum torka elektromekanik pada motor induksi adalah [12] :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L = T_e \quad (1)$$

Di mana : J dan B adalah konstanta inersia dan koefisien gesekan dari motor. T_L adalah torka beban dan ω_m adalah putaran sudut mekanik rotor. T_e adalah torka elektromagnetik motor induksi dengan persamaan :

$$T_e = 1,5 \frac{P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2)$$

Persamaan elektromekanik (1) dapat diubah menjadi:

$$\dot{\omega}_m + \frac{B}{J} \omega_m + \frac{T_L}{J} = \frac{1}{J} T_e \quad (3)$$

apabila $a = \frac{B}{J}$; $b = \frac{1}{J}$; $d = \frac{T_L}{J}$ maka

persamaan (3) di atas jika kondisi gangguan persamaannya menjadi :

$$\dot{\omega}_m = -(a + \Delta a)\omega_m - (d + \Delta d) + (b + \Delta b)T_e \quad (4)$$

$\Delta a, \Delta b$ dan Δd adalah kondisi taktentu dari parameter a, b dan d sebagai pernyataan parameter J dan B . Untuk menentukan *error* putaran motor digunakan persamaan:

$$e(t) = \omega_m(t) - \omega_m^*(t) \quad (5)$$

dengan $\omega_m^*(t)$ adalah putaran acuan (referensi). Jika kita differensialkan persamaan (5) kita dapatkan persamaan :

$$\dot{e}(t) = \dot{\omega}_m(t) - \dot{\omega}_m^*(t) = -ae(t) + f(t) + x(t) \quad (6)$$

Dengan memisahkan komponen $f(t)$ dan $x(t)$ dari persamaan (6) kita peroleh:

$$f(t) = bT_e(t) - a\omega_m^* - d(t) - \dot{\omega}_m^* \quad (7)$$

$x(t)$ merupakan perubahan yang terjadi dan diberikan dalam persamaan:

$$x(t) = bT_e(t) - \Delta a\omega_m^* - \Delta d(t) - \Delta bT_e(t) \quad (8)$$

Variable silidng mode control dengan komponen integral diberikan dalam persamaan:

$$S(t) = e(t) - \int_0^t (h - a)e(\tau) d\tau \quad (9)$$

Dimana h menyatakan konstanta penguat. Untuk menentukan alur putaran (*speed trajectory tracking*), digunakan asumsi dan persamaan berikut [12]:

Asumsi 1 : harga h dipilih sehingga $(h-a)$ menjadi positif dan $h>0$, kemudian sliding surface diberikan dengan persamaan:

$$S(t) = e(t) - \int_0^t (h - a)e(\tau) d\tau = 0 \quad (10)$$

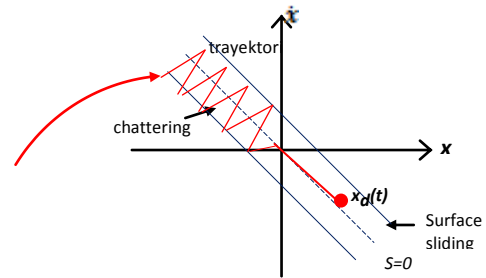
Agar control switching dijamin berada di sliding mode, maka kontrol putarannya diberikan dengan persamaan :

$$f(t) = he(t) - \beta \text{sgn}(S(t)) \quad (11)$$

β merupakan konstanta penguat switch . $S(t)$ adalah variable sliding yang ditentukan melalui persamaan (8) dan $\text{sgn}(\cdot)$ adalah fungsi signum yang didefinisikan sebagai berikut :

$$\text{sgn}(S(t)) = \begin{cases} +1 & \text{bila } S(t) > 0 \\ -1 & \text{bila } S(t) < 0 \end{cases} \quad (12)$$

Asumsi 2. Penguat β dipilih sehingga $\beta \geq |x(t)|$ untuk semua kondisi. Ketika sliding mode terjadi pada sliding surface persamaan (9), $S(t) = \dot{S}(t) = 0$, dan tracking error $e(t)$ bergerak konvergen secara eksponen menuju nol.



Gambar 12. Diagram fasa trayektori status
Sumber : Slotine and Li, 1991

Sesuai dengan parameter motor induksi dari persamaan (4), bila asumsi 1 dan asumsi 2 dibuktikan sebagai batasan putaran persamaan (11) akan mendahului putaran mekanik ω_m sehingga tracking kesalahan putaran $e(t) = \omega_m(t) - \omega_m^*(t)$ cenderung menuju ketitik nol sehingga menuju kondisi tak berhingga. Pembuktian dari teorema diatas dapat menggunakan teori stabilitas *Lyapunov*. Fungsi *Lyapunov* adalah[13]

$$V(t) = \frac{1}{2} S(t)S(t) \quad (13)$$

$$\dot{V}(t) = S(t)\dot{S}(t) \quad (14)$$

Dengan menggunakan persamaan (14) maka kita dapatkan :

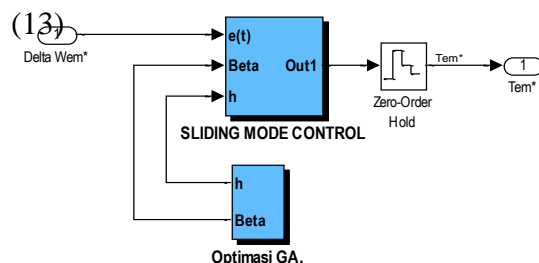
$$\begin{aligned}\dot{V}(t) &= S(t)\dot{S}(t) \\ &= S[\dot{e} - (h - a)e] \\ &= S[(-ae + f + x) - (he - ae)] \\ &= S[f + x - he] \\ &= S[he - \beta \operatorname{sgn}(S(t)) + x - he] \\ &= S[x - \beta \operatorname{sgn}(S(t))]\end{aligned}$$

Sehingga $\beta \operatorname{sgn}(S(t)) \leq 0$

Selanjutnya untuk menentukan nilai β (beta) dan h digunakan metode optimasi *Algoritma Genetika*. GA diharapkan dapat menyesuaikan nilai β dan h agar error menuju nilai konvergen pada setiap ada perubahan.

Akhirnya torka referensi T_s^* dapat ditentukan dengan mensubstitusikan persamaan (7) ke persamaan (11), kita peroleh :

$$T_s^* = \frac{1}{b} [he(t) - \beta \operatorname{sgn}(S(t)) + a\omega_m^* + \dot{\omega}_m^* + d]$$



Gambar 13. Diagram simulink SMC

F. Algoritma Genetika

Algoritma genetika adalah algoritma komputasi yang diinspirasi teori evolusi yang kemudian diadopsi menjadi algoritma komputasi untuk mencari solusi suatu permasalahan dengan cara yang lebih “alamiah”[18]. Salah satu aplikasi algoritma genetika adalah pada permasalahan optimasi kombinasi, yaitu mendapatkan suatu nilai

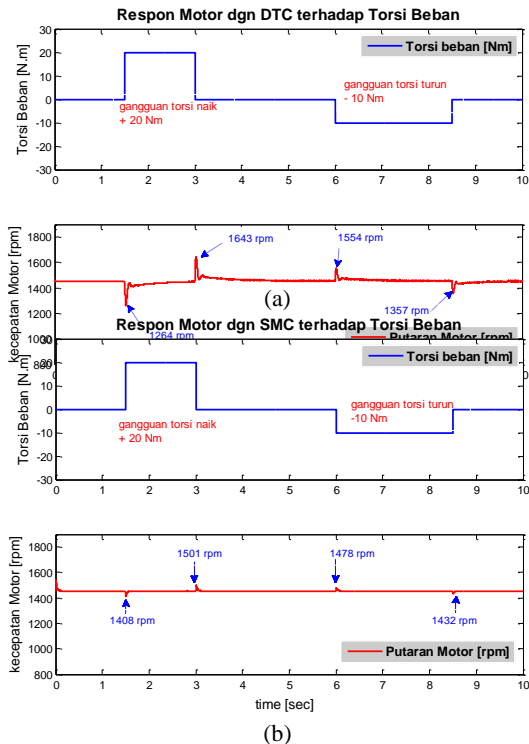
solusi optimal terhadap suatu permasalahan yang mempunyai banyak kemungkinan solusi,

Sebuah solusi yang dibangkitkan dalam algoritma genetika disebut sebagai *chromosome*, sedangkan kumpulan chromosome-chromosome tersebut disebut sebagai *populasi*. Sebuah chromosome dibentuk dari komponen-komponen penyusun yang disebut sebagai *gen* dan nilainya dapat berupa bilangan numerik, biner, simbol ataupun karakter tergantung dari permasalahan yang ingin diselesaikan. Chromosome-chromosome tersebut akan berevolusi secara berkelanjutan yang disebut dengan *generasi*. Dalam tiap generasi chromosome-chromosome tersebut dievaluasi tingkat keberhasilan nilai solusinya terhadap masalah yang ingin diselesaikan (*fungsi_objektif*) menggunakan ukuran yang disebut dengan *fitness*. Untuk memilih chromosome yang tetap dipertahankan untuk generasi selanjutnya dilakukan proses yang disebut dengan *seleksi*. Proses seleksi chromosome menggunakan konsep aturan evolusi Darwin yang telah disebutkan sebelumnya yaitu chromosome yang mempunyai nilai fitness tinggi akan memiliki peluang lebih besar untuk terpilih lagi pada generasi selanjutnya. Chromosome-chromosome baru yang disebut dengan *offspring*, dibentuk dengan cara melakukan perkawinan antar chromosome-chromosome dalam satu generasi yang disebut sebagai proses *crossover*.

Jumlah chromosome dalam populasi yang mengalami crossover ditentukan oleh parameter yang disebut dengan *crossover_rate*. Mekanisme perubahan susunan unsur penyusun makhluk hidup akibat adanya faktor alam yang disebut dengan *mutasi* direpresentasikan sebagai proses berubahnya satu atau lebih nilai gen dalam chromosome

dengan suatu nilai acak. Jumlah gen dalam populasi yang mengalami mutasi ditentukan oleh parameter yang dinamakan *mutation_rate*. Setelah beberapa generasi akan dihasilkan chromosome-chromosome

(+20 Nm) dan turun (- 10 Nm), hasilnya dapat kita lihat pada gambar 16.



Gambar 16. Respon Motor Induksi terhadap perubahan torsi beban kondisi *steady-state*. a) dengan DTC, b) dengan DTC+SMC

Pada gambar 16, terlihat bahwa putaran motor pada saat terjadi perubahan torsi beban naik sebesar 20 Nm dan torsi turun 10 Nm, pada model DTC tanpa pengendali SMC responnya kurang bagus dalam merespon perubahan beban yang terjadi, hal ini terlihat pada waktu yang dibutuhkan untuk mencapai kondisi *steady-state* cukup lama di banding dengan model yang menggunakan SMC, hasil respon untuk kedua kondisi model simulasi motor induksi tersebut dapat kita lihat pada tabel 4 dibawah ini

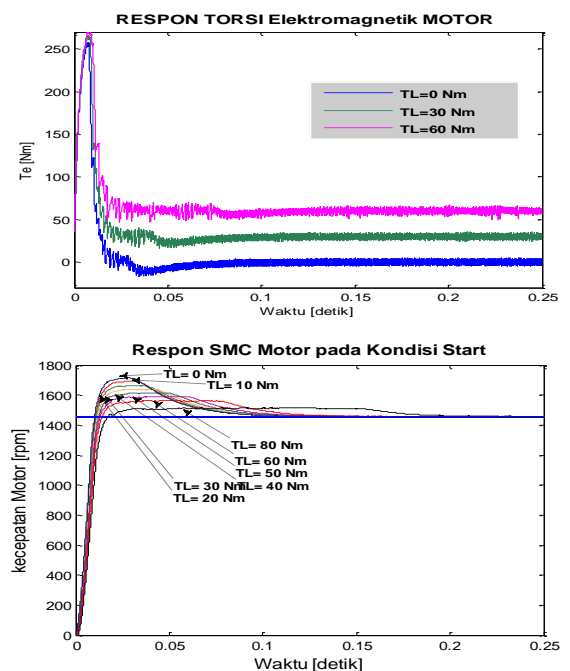
Tabel 4. Respon Putaran Motor

t (detik)	Torsi beban (Nm)	Model Simulasi Motor Induksi					
		DTC			DTC+SMC		
		OS [rpm]	MP [%]	Tss [det]	OS [rpm]	MP [%]	Ts [det]
0	0	Wss=1450 rpm					
1,5 – 3,0	+20	1264	12,82	0,84	1408	2,89	0,080
6,0 – 8,5	-10	1554	6,69	1,60	1478	1,89	0,086

Keterangan : OS (Nilai putaran saat MP), Ts (settling time), MP (overshoot maksimum) Dari tabel 4, terlihat bahwa pengendali SMC mampu menurunkan MP (overshoot maksimum) dari DTC sebesar 10% , demikian juga dengan error *steady-state*, SMC lebih cepat sepersepuluh (10%) dari model simulasi DTC.

b. Simulasi pengendali SMC pada saat Start

Pada simulasi ini kita ingin melihat respon putaran awal (start) motor terhadap Perubahan (variable) torsi beban, dengan kecepatan referensi 1450 rpm, seperti terlihat pada gambar 17.



Gambar 17. Hasil Simulasi a) Respon Torsi elektromagnetik b) Respon Motor Induksi dengan SMC untuk beban variabel. (kondisi start)

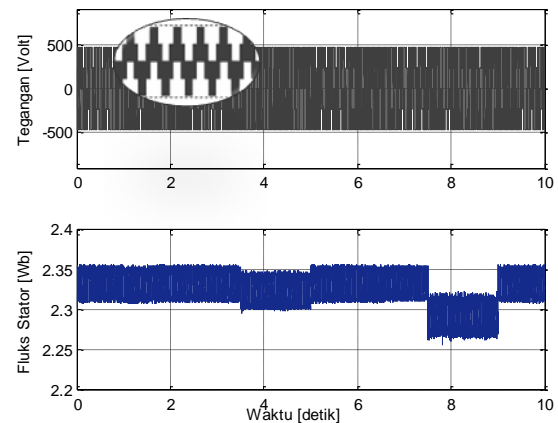
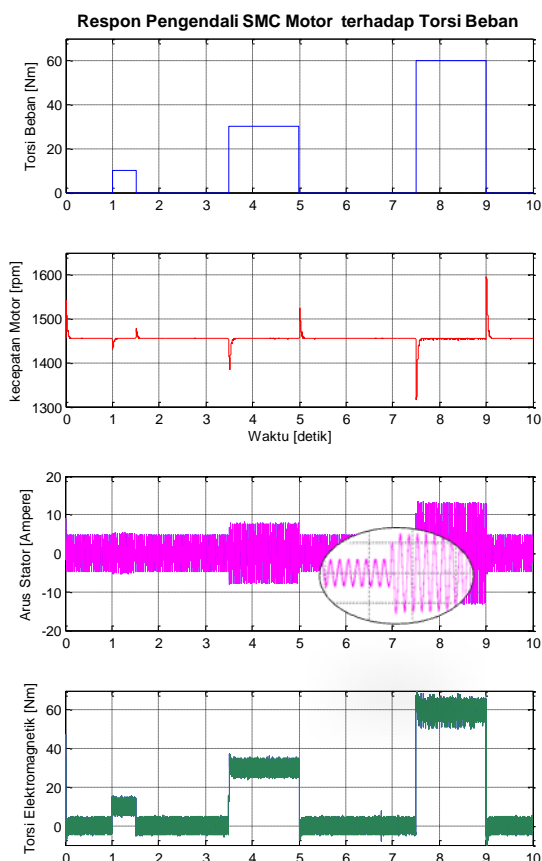
Tabel 5. Respon start Motor dgn SMC pada kondisi berbeban dan tak berbeban

Beban (Nm)	Parameter terukur			
	MP [%]	Rise_time [detik]	Peak-time [detik]	Settling_time [detik]
0	15,5011	0,0100	0,0290	0,155
10	14,3532	0,0105	0,0316	0,160
20	12,9129	0,0109	0,0345	0,171
30	11,5853	0,0115	0,0424	0,183
40	10,2167	0,0122	0,0495	0,192
50	8,8057	0,0126	0,0588	0,210
60	7,2890	0,0137	0,0715	0,220
80	4,2272	0,0164	0,1227	0,240

Pada gambar 17, terlihat bahwa penambahan beban untuk pengendali SMC pada kondisi start motor induksi menyebabkan penurunan nilai maksimum overshoot dan waktu yang dibutuhkan untuk kembali ke kondisi steady lebih lama. Hal ini sesuai dengan teori karakteristik dari torsi motor, jika beban ditambah menyebabkan torsi ikut naik sampai menyampai nilai torsi maksimum (*full out torque*).

c. Simulasi Pengendali SMC pada saat *steady-state*

Pada simulasi ini kita ingin melihat respon pengendali SMC motor induksi (putaran motor, torsi elektromagnetik, fluks dan arus) terhadap setiap perubahan torsi beban yang diberikan pada kondisi *steady-state*



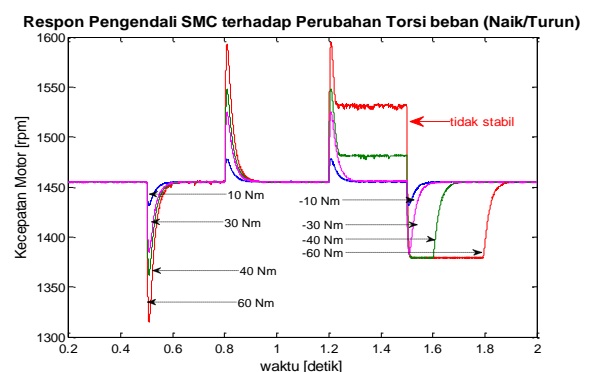
Gambar 18. Respon putaran motor, arus stator, torsi_elektromagnetik, tegangan input motor dan fluks stator sumbu axis terhadap perubahan torsi beban dengan SMC (kondisi *steady-state*)

Gambar 18, memperlihatkan pengendali SMC Motor induksi yang diberi gangguan beban naik (positif) dengan durasi waktu yang tidak sama, terlihat penambahan torsi beban menyebabkan peningkatan nilai overshoot dan nilai arus stator, selengkapnya dapat dilihat pada tabel 6 berikut:

Selanjutnya kita simulasikan model SMC motor induksi terhadap perubahan torsi beban (naik dan turun) dengan step torsi beban.

Tabel 6. Respon SMC untuk beban bervariasi

t (detik)	Torsi beban (Nm)	Pengendali SMC MI			
		OS [rpm]	MP [%]	Tss [det]	Peak-time
0	0	Wn=1450 rpm			
1,0 – 1,5	10	1431,5	1,6151	0,125	0,008
2,0 – 3,0	20	1409	3,1615	0,116	0,008
3,5 – 5,0	30	1387	4,6735	0,111	0,007
5,5 – 7,0	40	1362	6,3917	0,106	0,008
7,5 – 9,0	60	1317	9,4845	0,103	0,009

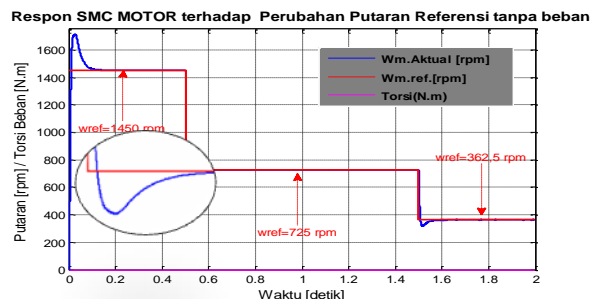


Gambar 19. Respon SMC terhadap beban variable positif-negatif (kondisi *steady-state*)

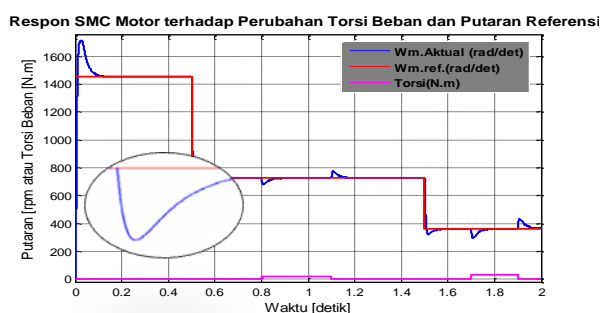
Pada gambar 19 terlihat bahwa penambahan beban positif menyebabkan peningkatan overshoot secara signifikan dan penambahan beban negative juga berlaku demikian, namun untuk batas-batas tertentu penambahan beban negative yang melebihi (<-30 Nm) menyebabkan pengendali menjadi tidak akurat, hal ini terlihat dari putaran motor yang cenderung tidak menuju ke keadaan steady-state dari putaran motor.

d. Simulasi Pengendali SMC pada kecepatan referensi variable dan beban variable (kondisi start, dan steady state)

Dalam simulasi ini akan diperlihatkan performance dari pengendali SMC motor induksi dalam merespon setiap perubahan kecepatan referensi dan perubahan torsi beban dalam kondisi motor mulai dijalankan hingga mencapai nilai putaran nominal steady-state (1450 rpm). Hasil simulasinya dapat dilihat pada gambar 20 dan 21 dibawah ini :

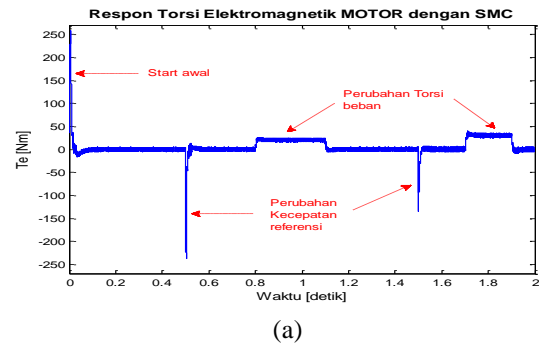


(a)

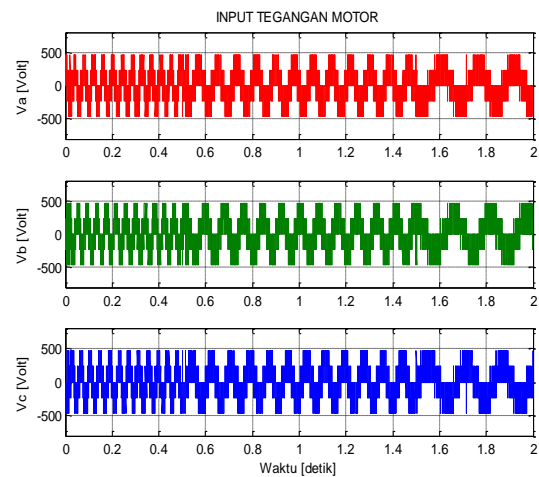


(b)

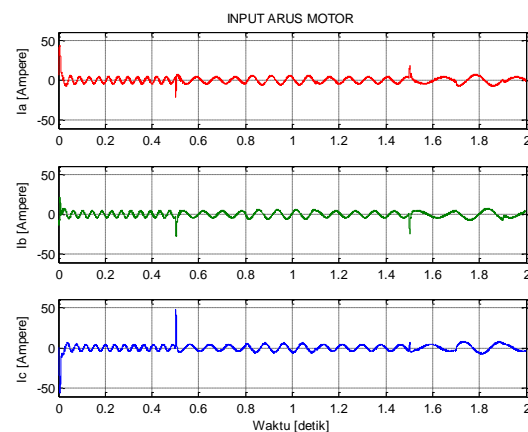
Gambar 20. Respon SMC terhadap kecepatan referensi variable a) tanpa torsi beban b) Torsi beban variable (Beban= 20 dan 30 Nm)



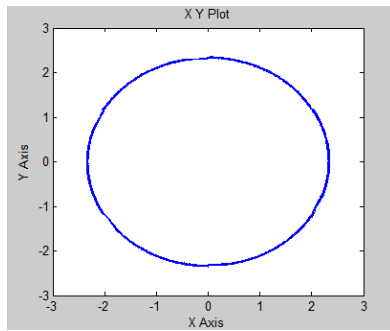
(a)



(b)



(c)



(d)

Gambar 21. a) Respon Torsi elektromagnetik, b) tegangan input motor, c) Arus stator dan d) fluks stator motor dengan pengendali SMC untuk variabel kecepatan referensi dan variabel torsi beban

Tabel 7. Respon SMC untuk Kecepatan referensi Variabel dan Torsi beban variabel

Waktu (detik)	Setting		kecepatan Aktual				
	Kecepatan Referensi [rpm]	Torsi Beban (Nm)	MP (%)	Rise Time (dtk)	Peak Time (dtk)	Tss (dtk)	Error (%)
0	1450	0	15,40	0,010	0,029	0,152	0,03
0.5	725	0	10,62	0,008	0,022	0,106	0,08
0,8 – 1,1	725	20	6,30		0,008	0,12	
1,5	362,5	0	11,91	0,008	0,016	0,11	0,27
1,7 – 1,9	362,5	30	19,28		0,005	0,12	
Err.aver							0,1266

Pada gambar 20, terlihat bahwa pengendali SMC motor induksi mampu merespon kecepatan referensi yang disetting dengan kecepatan variable dengan baik dengan rata-rata kesalahan 0,1267 %, hal ini membuktikan bahwa pengendali *Sliding mode control* lebih robust (kokoh) terhadap perubahan beban dan cukup akurat dalam mengikuti perubahan kecepatan referensi.

Gambar 21 (b), terlihat bahwa penurunan kecepatan actual motor menyebabkan frekuensi tegangan juga mengalami penurunan.

H. Penutup

Dari hasil simulasi yang telah dilakukan dapat ditarik kesimpulan yaitu :

1. Pengaturan kecepatan motor induksi dengan kombinasi DTC dan SMC mempunyai respon dinamik yang cukup baik, hal ini dapat dilihat dari kecepatan actual dalam mengikuti kecepatan referensi dari motor, dan robust terhadap perubahan beban yang terjadi (rata-rata kesalahan 0,126%).
2. Pada DTC, switching inverter langsung mengontrol parameter motor yaitu tegangan stator dengan menggunakan

pengendalian umpan balik fluks dan torsi estimate yang dikendalikan dengan SMC.

3. Sistem Pengendali *Sliding Mode Control* (SMC) kokoh (robust) untuk perubahan beban yang terjadi. Terlihat dari nilai maksimum overshoot (2,89%) dan settling time (0,08 detik) yang cukup kecil dibanding dengan pengaturan kecepatan motor induksi dengan DTC (MP=12,82% dan tss=0,84 detik).
4. Pengendali SMC motor induksi tidak akurat untuk mengendalikan putaran motor untuk beban dibawah (TL= - 30 Nm.)
5. Ripple yang terjadi menandakan adanya pengaruh harmonisa yang disebabkan oleh penggunaan konverter daya.

Saran-saran :

1. Karena penelitian ini hanya bersifat simulasi dari model matematis motor induksi dan komponen peralatan yang lainnya, maka penelitian kedepan perlu diimplementasikan dan diuji coba kan langsung pada peralatan dan komponen yang real.
2. Untuk mendapatkan performa yang lebih baik lagi sistem pengendali SMC dapat di kombinasikan dengan Fuzzy Control, selain itu metode optimasi parameter SMC dapat juga menggunakan metode lain yaitu LMI (*Linear matrix inequality*).
1. Perlu pengkajian yang lebih mendalam dalam menerapkan algoritma genetika dalam optimasi parameter-parameter sliding mode control agar hasil yang didapat lebih baik lagi.

Daftar Pustaka

- [1] Soebagio, *Model mesin AC pada koordinat d-qn*, Materi Kuliah Mesin Listrik Lanjut, ITS, 2006
- [2] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L.Zarri, "Assessment of direct torque control for induction motor drives", *Buletin of the Polish academy of science tech. sciences*, vol. 54, No.3, 2006.
- [3] Bimal Kr. Bose, *Modern Power Electronics and AC drives*, Prentice Hall PTR, 2002.

- [4] D. Casadei, Giovanni Serra, "FOC and DTC: two variable scheme for induction motors torque control", *Trans. On Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, September 2002.
- [5] I. Takahashi, T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor", *IEEE, Trans. Ind. Appl.*, IA-22(5): 820-827, 1996.
- [6] Andrzej M. Trzynadlowski. "Control of Induction Motor". San Diego, USA : Academic Press. 2001.
- [7] M. Abid, Y. Ramdani, A. Aissaoui, A. Zebilah, "Sliding mode speed and flux control of an induction machine", *Journal of Cybernetics and Informatics*, ISSN: 1336-4774, vol. 6, 2006.
- [8] Paul C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGraw-Hill, 1987.
- [9] Ned Mohan, "Advance electric drives analysis, control and modeling using simulink", MNPERE, Minneapolis, 2001.
- [10] O. Barambones, A. J. Garrido, F.J. Maseda. "A robust field oriented control of induction motor with flux observer and speed adaptation". *Proc. IEEE-ATFA*, 2003.
- [11] Petar R. Matic, Branko D. Blanus, Slobodan N Vukosavic, "A novel direct torque control and flux control algorithm for the induction motor", *IEEE*, 2003.
- [12] T. Brahmananda Reddy, D. Subbarayudu, J. Amarnath, "Robust sliding mode speed controller for hybrid SVPWM base direct torque control of induction motor", *World Jurnal of Modelling and Simulation*, ISSN 1 746-7233, England, vol 3, 2007.
- [13] Wilfrid Perruquetti, Jean Pierre Barbot, "Sliding mode control in Engineering", Marcel and Dekker, Inc. New York-Basel, 2002.
- [14] Arman Jaya, Mauridhi Heri Purnomo, Soebagio, "Pengaturan Kecepatan Motor Induksi Tanpa Sensor Kecepatan Menggunakan Metode Fuzzy Sliding Mode Control Berbasis Direct Torque Control", *Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, ITS*. 2009.
- [15] Ching-Chang Wong, Shih-Yu Chang, "Parameter Selection in the Sliding Mode Control Design Using Genetic Algorithms, *Tamkang Journal of Science and Engineering*, Vol. 1, No. 2, pp. 115-122, 1998
- [16] T. Cao-Minh Ta, C. Chakraborty, Y. Hori, *Efficiency Maximization of Induction Motor Drives for Electric Vehicles Based on Actual Measurement of Input Power*, Department of Electrical Engineering, University of Tokyo, Japan, 2003
- [17] Nuno M. Silva, Antonio P. Martins, "Torque and Speed Modes Simulation of a DTC Controlled Induction Motor", *Proceedings of the 10th Mediterranean Conference on Control and Automation-MED 2002*, Lisbon, Portugal, July 9-12, 2002
- [18] Denny Hermawanto, "Algoritma Genetika dan Aplikasinya, *Ilmu Komputer*, 2007
- [19] H. F. Abdul Wahab and H. Sanusi, "Direct Torque Control of Induction Motor", *American Journal of Applied Sciences*, 2008, vol 8, Iss, 5, pp. 1083-1090

Biodata



Oktavianus Kati, dilahirkan di Makassar 26 Oktober 1976, Menamatkan Pendidikan Dasar pada **SD Negeri Inpres Bertingkat Rappo Jawa Makassar** tahun 1988, Pendidikan Menengah pada **SMP Negeri 4 Makassar** tahun 1991, **SMA Negeri 4 Surabaya** tahun 1994, dan Sarjana pada **Universitas Hasanuddin** (Konsentrasi Teknik Energi, **Pascasarjana pada Program Studi Teknik Elektro konsentrasi Teknik Komputer, Kendali dan Elektronika Universitas Hasanuddin Makassar** tahun 2009..